

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平1-151341

⑬ Int.Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成1年(1989)6月14日

H 04 L 27/22
H 04 J 1/00Z-8226-5K
8226-5K

審査請求 有 発明の数 1 (全4頁)

⑮ 発明の名称 P S Kの復調装置

⑯ 特 願 昭62-310381

⑰ 出 願 昭62(1987)12月7日

⑱ 発 明 者 岡 本 博 東京都港区芝5丁目33番1号 日本電気株式会社内

⑲ 出 願 人 日本電気株式会社 東京都港区芝5丁目33番1号

⑳ 代 理 人 弁理士 本庄 伸介

明 細 書

1. 発明の名称

P S K復調装置

2. 特許請求の範囲

F D M回線から受信される周波数多重信号の利得をそのF D M回線の全チャンネル分の帯域について制御してレベルの安定な周波数多重信号を生成する自動利得制御手段と、

前記F D M回線の全帯域の中心周波数に等しい周波数の局部発振信号により前記レベル安定周波数多重信号に直交検波を施して前記F D M回線の全チャンネル分のベースバンド信号を生成する直交検波手段と、

前記ベースバンド信号をデジタル信号に変換する手段と、

前記デジタル信号に離散フーリエ変換を施して、前記F D M回線のチャンネルのうちから受信しようとするチャンネルの信号をチャンネルごと

に抽出する離散フーリエ変換手段と、

前記離散フーリエ変換手段で抽出された信号について、前記チャンネルごとにデジタル信号処理を施し、前記受信ベースバンド信号に含まれていたP S K信号を前記チャンネルごとに再生するデジタル信号処理手段とからなるP S K復調装置。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は、P C M(Pulse code modulation, パルス符号変調)データによってP S K(Phase shift keying)変調が行われた信号をF D M回線(周波数多重回線)にて送出する通信方式において、F D M回線の複数チャンネルの受信信号を同時に復調するP S K復調装置に関する。

(従来の技術)

従来のこの種のP S K復調装置では、復調しようとするチャンネルの数と同数の互いに異なる周波数の局部発振信号を用いる。例えば、F D M回

線の全チャンネル数を N とすると、全チャンネルを復調するには互いに異なる N 個の局部発振信号を用いて、各チャンネルの信号を選択する。したがって、 N チャンネルの復調には設定発振周波数が互いに異なる N 個の局部発振部を必要とした。そのうえ、従来のPSK復調装置では、AGC回路、帯域通過フィルタ(BPF)、キャリア捕捉追尾回路などを各チャンネルに必要とし、しかもこれら回路は各チャンネル毎に個別に異なる値に調整しなければならない。

(発明が解決しようとする問題点)

上述の従来のPSK復調装置では、各チャンネル毎にアナログ量の調整を要するから、その調整時間がチャンネル数に応じて多くなり、信頼性も低下するおそれがあった。さらに、装置ごとに調整されるアナログ量は互いに異なるから、各チャンネル復調部の互換性に欠けており、障害発生等の緊急時にもチャンネル復調部の交換を行って応急修理をすることもできなかった。

このように、従来のFSK復調装置には、調整

し、前記受信ベースバンド信号に含まれていたPSK信号を前記チャンネルごとに再生するデジタル信号処理手段とからなる。

(実施例)

次に実施例を挙げ本発明を一層詳しく説明する。

第1図は本発明の一実施例を示す系統図である。図において、1は帯域制限フィルタ、2はAGC増幅器、3a、3bは位相比較器、4a、4bはサンプル・ホールド回路、5a、5bはA/D変換器、6はDFT部(離散フーリエ変換部)、7はDSP(デジタル・シグナル・プロセッサ)部、8は位相回転部、9は加算部、A~Zは信号処理部、10は受信信号、11は帯域制限後の受信信号、12はAGC増幅後の受信信号、30は局部発振信号、21aは30と同相の局部発振信号、21bは30と90°位相のずれた局部発振信号、13a、13bは位相比較器出力のベースバンド信号、14a、14bはサンプル・ホールドされたベースバンド信号、15aは信号14aをデジタル化した信号、15bは

を要する回路が多く、信頼性が十分でなく、チャンネル復調部相互間の互換性がないという問題点があった。

(問題点を解決するための手段)

前述の問題点を解決するために本発明が提供するPSK復調装置は、FDM回線から受信されるFDM信号の利得をそのFDM回線の全チャンネル分の帯域について制御してレベルの安定なFDM信号を生成する自動利得制御手段と、前記FDM回線の全帯域の中心周波数に等しい周波数の局部発振信号により前記レベル安定FDM信号に直交検波を施して前記FDM回線の全チャンネル分のベースバンド信号を生成する直交検波手段と、前記ベースバンド信号をデジタル信号に変換する手段と、前記デジタル信号に離散フーリエ変換を施して、前記FDM回線のチャンネルのうちから受信しようとするチャンネルの信号をチャンネルごとに抽出する離散フーリエ変換手段と、前記離散フーリエ変換手段で抽出された信号について、前記チャンネルごとにデジタル信号処理を

信号14bをデジタル化した信号、18a、18bは信号15a、15bを位相回転させたデジタル信号、19a、19bは18a、18bを N 個加算して得たデジタル信号、20Aは復調データ、21は局発信号用信号分配器である。

受信信号10は、FDM回線から受信された周波数多重信号であり、FDM回線全チャンネルに相当する帯域幅をもつ帯域制限フィルタ(BPF)1により帯域制限され、AGC増幅器2に加えられる。AGC増幅器2は、FDM回線のS/N、信号のトータルパワー、雑音のトータルパワーに応じたダイナミックレンジを有する。

AGC増幅器2の出力信号12は2分配され、位相比較器3a、3bに入力される。位相比較器3a、3bにより、FDM回線全帯域の中心周波数と同一の周波数をもつ局部発振信号21a、21bを用いて信号12の直交検波が行われ、ベースバンド信号13a、13bが生成される。ベースバンド信号13a、13bはサンプル・ホールド回路4a、4bによってサンプル・ホールドされる。サン

ル・ホールド回路4a, 4bにおけるサンプリング周波数は、後に離散フーリエ変換(DFT)を行う便宜上、チャンネル周波数差の2のべき乗であり、かつサンプリングによる信号の折り返しを防ぐため、信号成分の2倍以上の周波数が選ばれる。

サンプル・ホールドされたベースバンド信号14a, 14bは、アナログ/デジタル(A/D)変換器5a, 5bによってデジタル信号15a, 15bに変換され、信号処理部A~Zへ出力される。信号処理部A~Zへ出力されるデジタル信号は15aと15bである。15aは、局発信号21aと受信信号12とをそのまま位相比較して得たベースバンド信号に対応している。他方、15bは、信号分配器21によって位相が90度だけずらされた局発信号21bと受信信号12とを位相比較して得たベースバンド信号に対応している。信号処理部A~Zでデジタル信号処理を行うときに、前記15aは実数部、後者15bは虚数部として扱われる。

信号処理部A~Zは、さらにDFT部6とディ

この抽出された周波数成分は、次にDSP部7に入力され、PSK復調およびビット同期が行われる。PSK復調の方式は、従来から行っているような、例えばフェーズ・ロック・ループ(Phase Lock Loop)を用いたものである。また、ビット同期は入力信号の条件によって変わるが、例えば入力信号がビット同期パターンをもつならば、ビット同期パターン入力時のサンプリングポイントにおけるデータからビット同期パターンとの位相ずれを推定し、ビット同期タイミングを変更してビット同期をとる方式を用いる。DSP部7における復調および同期の処理はデジタル信号処理によって行われる。そして、その処理はどのチャンネルについても共通な手順で行うことができる。これは、DFT処理により抽出された受信信号が受信すべきチャンネルの中心周波数に対し、常に決められた周波数範囲内に存在し、その範囲内においてだけPSK復調とビット同期を行えばよく、かつこの特性は全チャンネルの復調・同期処理についても成り立つという点から言え

ジタル・シグナル・プロセッサ(DSP)部7に分けられる。また、DFT部6は、位相回転部8と加算部9で構成されている。

まず、2種類のデジタル信号15a, 15bは、位相回転部8に入力され、受信すべきチャンネル周波数に対処して位相回転が行われる。これは、つまりDFTを示す次式

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n)e^{-j2\pi kn/N}$$

のうち、 $f(n)e^{-j2\pi kn/N}$ の処理を行うものである。

ここで $f(n)$ は、本発明の場合、デジタル化された受信信号であり、 $F(k)$ は受信すべきチャンネル周波数成分を示す。また、前述したとおり、この $f(n)$ は複素数であり、したがって $F(k)$ も複素数である。なお、 n はDFTを行う場合の1ブロックN個のデータのうち、 n 番目であることを示すものである。このようにして、受信信号に対してDFTを行うのに必要なサンプル数(N個)だけ位相回転を与えた後、加算器9によって $\sum_{n=0}^{N-1}$ に該当する演算が行われ、この加算演算により受信すべきチャンネル周波数成分が抽出される。

る。

この実施例においては、信号処理部A~Zは、位相回転部8だけがチャンネルに応じて固有な特性をもつ以外は共通的なハードウェアで構成されている。また、本実施例では受信チャンネル数に応じて信号処理部を用意すれば、FDM回線の複数チャンネルについて同時に復調が可能となる。(発明の効果)

以上に説明したように本発明では、アナログ部分はFDM回線全チャンネルに対するAGC増幅と直交検波を行う部分だけとなり、各チャンネル毎に同様の処理及びPM復調を行うためにアナログハードウェアを必要とする従来の方式と比較して、調整部分を大幅に低減できる。

また、DSP部ではどのチャンネルに対しても同様な処理手順が実行されていることから、チャンネル毎に調整箇所が異なるおそれはなく、かつDFT処理の位相回転部だけを例えばROMによって構成しておけば、ROMの変更のみによってどのチャンネルについてもまったく同じハード

ウェアを使用でき、互換性が向上する。

さらにDSP部の処理時間とデータのビットレートの関係によっては、信号処理部1個によって、複数のチャンネルを時分割処理することが可能であり、またA/D変換部と信号処理部のインターフェースをマザーボードを介して行うことにより増設が容易となる。

このように本発明によるPSK復調装置には、全体としてみると、調整箇所の低減およびデジタル化による信頼性向上、小型化、互換性の向上、ならびにデジタル化および小型化による価格低減の効果がある。

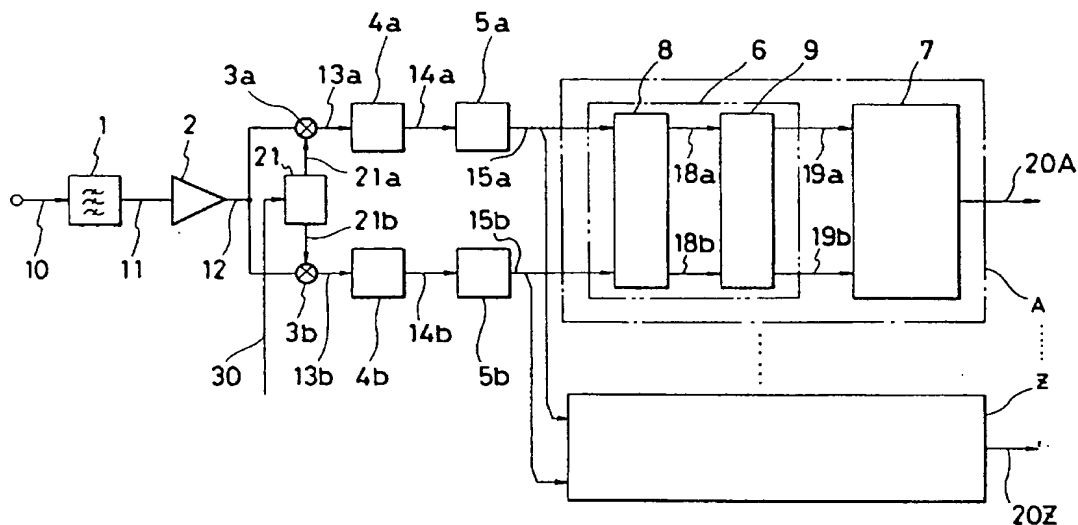
4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例を示す系統図である。

1…帯域制限フィルタ、2…AGC増幅器、3a、3b…位相比較器、4a、4b…サンプル・ホールド回路、5a、5b…A/D変換器、6…DFT部(離散フーリエ変換部)、7…DS

P(デジタル・シグナル・プロセッサ)部、8…位相回転部、9…加算部、A～Z…信号処理部、10…受信信号、11…帯域制限後の受信信号、12…AGC増幅後の受信信号、30…局部発振信号、21a…30と同相の局部発振信号、21b…30と90°位相のずれた局部発振信号、13a、13b…位相比較器出力のベースバンド信号、14a、14b…サンプル・ホールドされたベースバンド信号、15a…信号14aをデジタル化した信号、15b…信号14bをデジタル化した信号、18a、18b…信号15a、15bを位相回転させたデジタル信号、19a、19b…18a、18bをn個加算して得たデジタル信号、20A…復調データ、21…局部信号用信号分配器。

代理人 弁理士 本庄伸介



第1図